

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 07-022852

(43)Date of publication of application : 24.01.1995

(51)Int.Cl.

H03F 1/07
H03F 3/60

(21)Application number : 06-123943

(71)Applicant : RAYTHEON CO

(22)Date of filing : 06.06.1994

(72)Inventor : MCMORROW ROBERT J
UPTON DAVID M

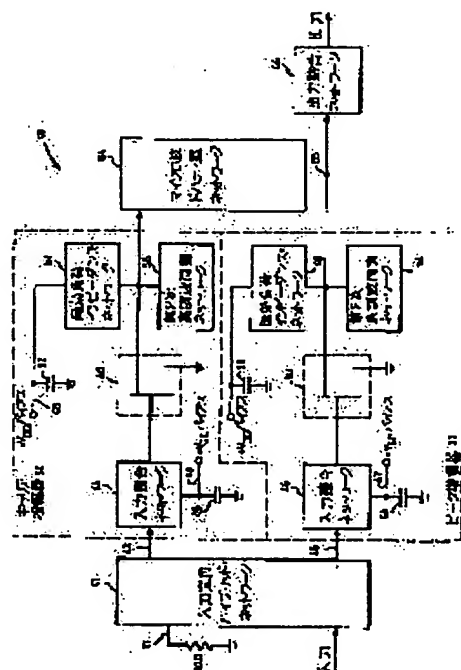
(30)Priority

Priority number : 93 72267 Priority date : 04.06.1993 Priority country : US

(54) MICROWAVE DOHERTY AMPLIFIER

(57)Abstract:

PURPOSE: To provide a microwave frequency amplifier (microwave Doherty amplifier) improved at its efficiency and linearity.

CONSTITUTION: Input power is equally divided between a carrier amplifier 30 and a peak amplifier 32 so as to have a phase difference of $1/4$ wavelength. A three-port network combines the output of the amplifier 30 in which phase is delayed with the output of the amplifier 32. The amplifier 32 provides more output power to a load in accordance with the increment of its active state and the output current of the amplifier 32 gradually reduces effective load impedance for the amplifier 30.

BEST AVAILABLE COPY

LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 27.03.1995

[Date of sending the examiner's decision of rejection] 20.10.1998

[Kind of final disposal of application other than the
examiner's decision of rejection or application converted
registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 2945833

[Date of registration] 25.06.1999

[Number of appeal against examiner's decision of
rejection] 11-01003[Date of requesting appeal against examiner's decision of
rejection] 18.01.1999

(19)日本国特許庁 (J P)

(12)特 許 公 報 (B 2)

(11)特許番号

第2945833号

(45)発行日 平成11年(1999)9月6日

(24)登録日 平成11年(1999)6月25日

(51)Int.Cl. ⁹	識別記号	F I
H03F 3/60		H03F 3/60
1/07		1/07
3/68		3/68
		Z

請求項の数33 (全17頁)

(21)出願番号	特願平6-123943	(73)特許権者	590004877 レイセオン・カンパニー RAYTHEON COMPANY アメリカ合衆国マサチューセッツ州カウ ンティ・オブ・ミドルセックス、レキシ ントン (番地なし)
(22)出願日	平成6年(1994)6月6日	(72)発明者	ロバート・ジェイ・マクモロー アメリカ合衆国マサチューセッツ州、ボ ストン、ダートマス・ストリート 271
(65)公開番号	特開平7-22852	(72)発明者	デーヴィッド・エム・アプトン アメリカ合衆国ニューハンプシャー州、 マウント・ヴァーノン、ハーウッド・ロ ード 25、ルーラル・ルート 1
(43)公開日	平成7年(1995)1月24日	(74)代理人	弁理士 社本 一夫 (外5名)
審査請求日	平成7年(1995)3月27日		
(31)優先権主張番号	0 7 2 2 6 7		
(32)優先日	1993年6月4日		
(33)優先権主張国	米国 (U S)		
前置審査		審査官	長島 孝志

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 マイクロ波ドハティ型増幅器

1	2
(57)【特許請求の範囲】 【請求項1】 マイクロ波周波数増幅器であって、 入力信号に結合され、この矩象作成手段からの第1の出 力信号と第2の出力信号との間に広帯域上で矩象関係を 作成する手段と、 前記第1の出力信号を増幅する手段と、 前記第1の出力信号と前記第1の出力信号増幅手段との 間に結合され、前記第1の出力信号増幅手段の入力での インピーダンスを前記第1の出力信号の出カインピーダ ンスに整合させる第1の手段と、 前記第2の出力信号を増幅する手段と、 前記第2の出力信号と前記第2の出力信号増幅手段との 間に結合され、前記第2の出力信号増幅手段の入力での インピーダンスを前記第2の出力信号の出カインピーダ ンスに整合させる第2の手段と、	前記第1の整合手段に結合され、前記第1の出力信号増 幅手段の制御入力をバイアスする手段と、 前記第2の整合手段に結合され、前記第2の出力信号増 幅手段の制御入力をバイアスする手段と、 前記第1の出力信号増幅手段の出力と前記第2の出力信 号増幅手段の出力との間に結合されており、前記第1の 出力信号増幅手段の前記出力の位相を前記第2の出力信 号増幅手段の前記出力に対して制御することによって、 前記第1の出力信号増幅手段の出力と前記第2の出力信 号増幅手段の出力とが加法的な位相で組み合わせられ、更 に、前記第1の出力信号増幅手段に提供された見かけの 負荷へのインピーダンス変換動作を、前記第2の出力信 号増幅手段の導通程度の関数として提供する分散ライン 手段と、 前記分散ライン手段と前記第2の出力信号増幅手段の前

3

記出力とに結合され、出力整合ネットワークを提供する手段と、

前記第 1 の出力信号増幅手段の出力に結合され、該第 1 の出力信号増幅手段の出力に存在するキャパシタンスを解消する第 1 の無効ネットワーク手段と、

前記第 2 の出力信号増幅手段の出力に結合され、該第 2 の出力信号増幅手段の出力に存在するキャパシタンスを解消する第 2 の無効ネットワーク手段と、
を含むことを特徴とするマイクロ波周波数増幅器。

【請求項 2】 請求項 1 記載のマイクロ波周波数増幅器 10
において、

該マイクロ波周波数増幅器が、1300MHzを含む複数のマイクロ波周波数に亘って動作することを特徴とするマイクロ波周波数増幅器。

【請求項 3】 請求項 1 記載のマイクロ波周波数増幅器
において、

前記入力信号が、マルチキャリア信号を含むことを特徴とするマイクロ波周波数増幅器。

【請求項 4】 請求項 1 記載のマイクロ波周波数増幅器
において、

前記入力信号が、振幅が変動する連続な単一キャリアを含むことを特徴とするマイクロ波周波数増幅器。

【請求項 5】 請求項 1 記載のマイクロ波周波数増幅器
において、

前記入力信号が、各キャリア信号の振幅が変動するマルチキャリア信号を含むことを特徴とするマイクロ波周波数増幅器。

【請求項 6】 請求項 1 記載のマイクロ波周波数増幅器
において、

前記第 1 の出力信号増幅手段が、ガリウムヒ素半導体デバイスを含むことを特徴とするマイクロ波周波数増幅器。 30

【請求項 7】 請求項 1 記載のマイクロ波周波数増幅器
において、

前記第 2 の出力信号増幅手段が、ガリウムヒ素半導体デバイスを含むことを特徴とするマイクロ波周波数増幅器。

【請求項 8】 請求項 1 記載のマイクロ波周波数増幅器
において、

前記出力整合ネットワークが、所定の出力インピーダンスを提供することを特徴とするマイクロ波周波数増幅器。 40

【請求項 9】 請求項 1 記載のマイクロ波周波数増幅器
において、

前記第 2 の出力信号増幅手段の前記導通程度は、前記第 2 の出力信号増幅手段に印加された前記所定の制御入力に対する入力駆動レベルによって決定されることを特徴とするマイクロ波周波数増幅器。

【請求項 10】 請求項 1 記載のマイクロ波周波数増幅器
において、

4

前記第 1 の整合手段と前記第 2 の整合手段とが、それぞれ、帯域通過ネットワークを含むことを特徴とするマイクロ波周波数増幅器。

【請求項 11】 請求項 1 記載のマイクロ波周波数増幅器において、

前記バイアス手段が、バイアス電圧を含むことを特徴とするマイクロ波周波数増幅器。

【請求項 12】 請求項 1 記載のマイクロ波周波数増幅器において、

前記第 1 の出力信号増幅手段に対する電圧源が、前記第 1 の無効ネットワーク手段に結合していることを特徴とするマイクロ波周波数増幅器。

【請求項 13】 請求項 1 記載のマイクロ波周波数増幅器において、

前記第 2 の出力信号増幅手段に対する電圧源が、前記第 2 の無効ネットワーク手段に結合していることを特徴とするマイクロ波周波数増幅器。

【請求項 14】 マイクロ波周波数増幅器であって、
入力信号に結合され、この矩象作成手段からの第 1 の出力信号と第 2 の出力信号との間に広帯域上で矩象関係を作成する手段と、

前記第 1 の出力信号を増幅する手段と、

前記第 1 の出力信号と前記第 1 の出力信号増幅手段との間に結合され、前記第 1 の出力信号増幅手段の入力でのインピーダンスを前記第 1 の出力信号の出力インピーダンスに整合させる第 1 の手段と、

前記第 2 の出力信号を増幅する手段と、

前記第 2 の出力信号と前記第 2 の出力信号増幅手段との間に結合され、前記第 2 の出力信号増幅手段の入力でのインピーダンスを前記第 2 の出力信号の出力インピーダンスに整合させる第 2 の手段と、

前記第 1 の整合手段に結合され、前記第 1 の出力信号増幅手段の制御入力をバイアスする手段と、

前記第 2 の整合手段に結合され、前記第 2 の出力信号増幅手段の制御入力をバイアスする手段と、

前記第 1 の出力信号増幅手段の出力と前記第 2 の出力信号増幅手段の出力との間に結合されており、前記第 1 の出力信号増幅手段の前記出力の位相を前記第 2 の出力信号増幅手段の前記出力に対して制御することによって、

前記第 1 の出力信号増幅手段の出力と前記第 2 の出力信号増幅手段の出力とが加法的な位相で組み合わせられ、更に、前記第 1 の出力信号増幅手段に提供された見かけの負荷へのインピーダンス変換動作を、前記第 2 の出力信号増幅手段の導通程度の関数として提供する分散ライン手段と、

前記分散ライン手段と前記第 2 の出力信号増幅手段の前記出力とに結合され、出力整合ネットワークを提供する手段と、

前記第 1 の出力信号増幅手段の出力に結合され、該第 1 の出力信号増幅手段の出力に存在するキャパシタンスを 50

解消する第 1 の無効ネットワーク手段と、
前記第 2 の出力信号増幅手段の出力に結合され、該第 2 の出力信号増幅手段の出力に存在するキャパシタンスを解消する第 2 の無効ネットワーク手段と、
前記第 1 の出力信号増幅手段の出力に結合され、該第 1 の出力信号増幅手段の出力における設計周波数の第 2 次高調波にゼロのインピーダンスを提供する手段と、
前記第 2 の出力信号増幅手段の出力に結合され、該第 2 の出力信号増幅手段の出力における設計周波数の第 2 次高調波にゼロのインピーダンスを提供する手段と、
を含むことを特徴とするマイクロ波周波数増幅器。

【請求項 1 5】 請求項 1 4 記載のマイクロ波周波数増幅器において、
該マイクロ波周波数増幅器が、1 3 0 0 M H z を含む複数のマイクロ波周波数に亘って動作することを特徴とするマイクロ波周波数増幅器。

【請求項 1 6】 請求項 1 4 記載のマイクロ波周波数増幅器において、
前記入力信号が、マルチキャリア信号を含むことを特徴とするマイクロ波周波数増幅器。

【請求項 1 7】 請求項 1 4 記載のマイクロ波周波数増幅器において、
前記入力信号が、振幅が変動する連続な単一キャリアを含むことを特徴とするマイクロ波周波数増幅器。

【請求項 1 8】 請求項 1 4 記載のマイクロ波周波数増幅器において、
前記入力信号が、各キャリア信号の振幅が変動するマルチキャリア信号を含むことを特徴とするマイクロ波周波数増幅器。

【請求項 1 9】 請求項 1 4 記載のマイクロ波周波数増幅器において、
前記第 1 の出力信号増幅手段が、ガリウムヒ素半導体デバイスを含むことを特徴とするマイクロ波周波数増幅器。

【請求項 2 0】 請求項 1 4 記載のマイクロ波周波数増幅器において、
前記第 2 の出力信号増幅手段が、ガリウムヒ素半導体デバイスを含むことを特徴とするマイクロ波周波数増幅器。

【請求項 2 1】 請求項 1 4 記載のマイクロ波周波数増幅器において、
前記出力整合ネットワークが、所定の出力インピーダンスを提供することを特徴とするマイクロ波周波数増幅器。

【請求項 2 2】 請求項 1 4 記載のマイクロ波周波数増幅器において、
前記第 2 の出力信号増幅手段の前記導通程度は、前記第 2 の出力信号増幅手段に印加された前記制御入力に対する入力駆動レベルによって決定されることを特徴とするマイクロ波周波数増幅器。

【請求項 2 3】 請求項 1 4 記載のマイクロ波周波数増幅器において、

前記第 1 の整合手段と前記第 2 の整合手段とが、それぞれ、帯域通過ネットワークを含むことを特徴とするマイクロ波周波数増幅器。

【請求項 2 4】 請求項 1 4 記載のマイクロ波周波数増幅器において、

前記バイアス手段が、バイアス電圧を含むことを特徴とするマイクロ波周波数増幅器。

10 【請求項 2 5】 請求項 1 4 記載のマイクロ波周波数増幅器において、

前記第 1 の出力信号増幅手段に対する電圧源が、前記第 1 の無効ネットワーク手段に結合していることを特徴とするマイクロ波周波数増幅器。

【請求項 2 6】 請求項 1 4 記載のマイクロ波周波数増幅器において、

前記第 2 の出力信号増幅手段に対する電圧源が、前記第 2 の無効ネットワーク手段に結合していることを特徴とするマイクロ波周波数増幅器。

20 【請求項 2 7】 効率性と線形性とが改善されたマイクロ波周波数増幅器を動作させる方法であって、

入力信号に結合された矩象作成手段からの第 1 の出力信号と第 2 の出力信号との間に広帯域上で矩象関係を提供するステップと、

前記第 1 の出力信号を増幅するステップと、

前記第 1 の出力信号と前記第 1 の出力信号増幅手段との間に結合された第 1 の整合手段を用いて、前記第 1 の出力信号増幅手段の入力でのインピーダンスを前記第 1 の出力信号の出カインピーダンスに整合させるステップ

30 と、

前記第 2 の出力信号を増幅するステップと、

前記第 2 の出力信号と前記第 2 の出力信号増幅手段との間に結合された第 2 の整合手段を用いて、前記第 2 の出力信号増幅手段の入力でのインピーダンスを前記第 2 の出力信号の出カインピーダンスに整合させるステップ

と、
前記第 1 の整合手段に結合された手段を用いて、前記第 1 の出力信号増幅手段の制御入力をバイアスするステップと、

40 前記第 2 の整合手段に結合された手段を用いて、前記第 2 の出力信号増幅手段の制御入力をバイアスするステップと、

前記第 1 の出力信号増幅手段の出力と前記第 2 の出力信号増幅手段の出力との間に結合された分散ライン手段によって、前記第 1 の出力信号増幅手段の前記出力の位相を前記第 2 の出力信号増幅手段の前記出力に対して制御することによって、前記第 1 の出力信号増幅手段の出力と前記第 2 の出力信号増幅手段の出力とが加法的な位相で組み合わせられ、更に、前記分散ライン手段が、前記第 1 の出力信号増幅手段に提供された見かけの負荷へのイ

インピーダンス変換動作を、前記第 2 の出力信号増幅手段の導通程度の関数として提供するステップと、

前記分散ライン手段と前記第 2 の出力信号増幅手段の前記出力とに結合された手段によって、前記マイクロ波周波数増幅器の所定の出力インピーダンスを発生するステップと、

前記第 1 の出力信号増幅手段の出力に結合された第 1 の無効ネットワーク手段によって、該第 1 の出力信号増幅手段の出力に存在するキャパシタンスを解消するステップと、

前記第 2 の出力信号増幅手段の出力に結合された第 2 の無効ネットワーク手段によって、該第 2 の出力信号増幅手段の出力に存在するキャパシタンスを解消するステップと、

前記第 1 の出力信号増幅手段の出力に結合された手段によって、該第 1 の出力信号増幅手段の出力における設計周波数の第 2 次高調波にゼロのインピーダンスを提供するステップと、

前記第 2 の出力信号増幅手段の出力に結合された手段によって、該第 2 の出力信号増幅手段の出力における設計周波数の第 2 次高調波にゼロのインピーダンスを提供するステップと、

を含むことを特徴とする方法。

【請求項 2 8】 請求項 2 7 記載の方法において、該マイクロ波周波数増幅器が、1300MHzを含む複数のマイクロ波周波数に亘って動作することを特徴とする方法。

【請求項 2 9】 請求項 2 7 記載の方法において、矩象関係を提供する前記ステップが、前記矩象作成手段がマルチキャリア信号を有する入力信号に結合されるステップを含むことを特徴とする方法。

【請求項 3 0】 請求項 2 7 記載の方法において、矩象関係を提供する前記ステップが、前記矩象作成手段が振幅が変動する連続な単一キャリアを有する入力信号に結合されるステップを含むことを特徴とする方法。

【請求項 3 1】 請求項 2 7 記載の方法において、矩象関係を提供する前記ステップが、前記矩象作成手段が各キャリア信号の振幅が変動するマルチキャリア信号を含む入力信号に結合されるステップを含むことを特徴とする方法。

【請求項 3 2】 請求項 2 7 記載の方法において、前記第 1 の出力信号を増幅する前記ステップが、ガリウムヒ素半導体デバイスを動作させるステップを含むことを特徴とする方法。

【請求項 3 3】 請求項 2 7 記載の方法において、前記第 2 の出力信号を増幅する前記ステップが、ガリウムヒ素半導体デバイスを動作させるステップを含むことを特徴とする方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、マイクロ波周波数送信機において用いられるマイクロ波周波数電力増幅器に関し、更に詳しくは、マイクロ波ドハティ型増幅器によって改善された効率と線形性とを達成する装置及び方法に関する。

【0002】

【従来の技術】過去数年に亘る新たな商業用及び軍事用の通信システムでは、デジタル変調技術が用いられる傾向にある。これらのデジタル・システムでは、よい費用効果を達成するために、高濃度のキャリア周波数を処理する能力が要求される。更に、宇宙空間に基礎を置くシステムの開発も進んでいるが、その場合には、高い能率性と重量の最小化とが要求されるという制約がある。電力増幅器は、上記の細目に合致しなければならず、重要な設計上のチャレンジを含む。不運にも、電力増幅器での高い能率は、多くの数のキャリア周波数に対して達成することが困難であった。実際、これは、従来型の増幅器設計においては、直接的なトレードオフである。

【0003】従来型の電力増幅器では、入力駆動レベルが飽和レベルから減少しなければならない量は増幅されているキャリア周波数の数に正比例し、また、線形性と効率との間には直接のトレードオフが存在することに注意すべきである。キャリア周波数の数が増加することにより効率の問題は一層増大する。これは、増幅器が、励起信号内のピーク・平均の比率が増加することにより、単一のトーンの場合よりも、早く（低い駆動レベルで）ゲイン圧縮に入るからである。この問題を解決するために開発されてきた従来の技術では、大型で実現困難な複雑な回路設計が要求された。これらの技術では、いずれも、大きさ、重量、信頼性、複雑性などの理由で、空間に基礎を置く通信又はレーダ・システムには不適切である。

【0004】ドハティ型増幅器は、1936年にW. H. Doherty氏によって最初に提案されたもので、"A New High Efficiency Power Amplifier For Modulated Waves", Proceedings of the Institute of Radio Engineers, Vol. 24, No. 9, September 1936で説明されている。元来は、低から中程度の周波数のAM放送用送信機で使用されることが意図されていたが、ここで提案された原型を修正・改良することで、上述の増幅器に伴う困難を解決することができる。従来型の増幅器では、効率と入力駆動レベルとの間には直接の関係が存在する。したがって、RF入力電力が十分に高くなり増幅器を駆動し飽和させるまでは、高い能率は達成されない。マルチキャリア通信システムでは増幅器は相互変調ひずみを回避するために可能な限り線形性を保たなければならないので、この範囲

は、高能率の線形領域が作られるので、能率と入力駆動レベルとの間には同じ関係はない。

【0005】ドハティ型増幅器の方式では、出力が飽和し始め最高の線形能率が得られる点で動作するB級増幅器を有することにより、高い線形能率が達成される。第2の増幅器が用いられて第1の増幅器に影響を与えることにより、この点を超えて駆動される際に全体的な線形性が維持され得る。2つの真空管と2つの移相ネットワークとを用いたドハティ型増幅器回路を図1に示した。この図は、"Radio Engineering Handbook," Keith Henney, Editor-in-Chief, Fifth Edition, McGraw-Hill Book Company, 1959, pp. 18-39によるものである。また、ドハティ型増幅器は、1940年にW. H. Doherty氏に与えられた米国特許第2210028号にも記載されている。第1の電子放電管は連続的に動作しキャリア管と称され、これに対し、第2の電子放電管は、変調信号の各サイクルの全周期の間は動作せず、ピーキング管と称される。

【0006】RF波のB級増幅は、知られており1930年代を通じて高電力RF増幅器の設計において用いられていたが、H. Chireix, "High Power Outphasing Modulation", the Proceedings of the Institute of Radio Engineers, Vol. 23, No. 11, 1935によって最初に改良された。このChireix氏によるアウトフェイジング・システムでは、RF発信器の出力を2つの振幅が等しく位相が等しい信号に分解する。これらの信号は、次に、90度進める移相ネットワークと90度遅れさせる移相ネットワークに入る。各レッグの増幅器は、意図した変調及び元のキャリア周波数波から導かれた低レベルの位相変調された信号によって駆動される場合に、位相シフトされた信号を変調する。遅延したRFキャリア上になされた位相変調の方向は相互に反対向きである必要がある。したがって、上述の条件を念頭におけば、それぞれの信号は、それぞれに対する反対向きの位相ウォブル(wobble)(意図した変調)を有する、もとのキャリアに対して90度位相差をもつRF波を表している。両方の信号が、C級動作する1対の従来型の高い効率の電力増幅器を駆動するのに用いられる。両方の増幅器は、全く同じ態様で調整され、相互に各段の挿入位相(insertion phase)を保存する。各増幅器の出力は、出力が直接にそのように形成された中間点から取られた負荷に接続されている更なる1/4波長ネットワークによって遅延を与えられる。

【0007】共通点におけるフェーザのベクトル和は、上述の条件がすべて満足されていれば、最大出力電力(また、最大変調)において高い効率を有する線形増幅

器が存在することを示している。Chireix氏によるアウトフェイジング・システムでは、出力電力又は変調インデックスが減少すると効率が急速に劣化するのだが、これは、言明されている位相関係によっては、最終的な組み合わせネットワークにおいて生じる無効成分が、最大変調において最大電力が生じる場合以外は抵抗性負荷を与えることを解消しないことによる。Chireix氏のシステムは、また、位相変調回路の帯域幅と線形性とが広帯域の応用例で重大な関心事でありながら、多くのクリティカルな同調のための調整を必要とするという短所がある。ドハティ型増幅器回路は、駆動の関数としてより良い全体的な効率を達成し、これらのクリティカルな調整を大部分不要にし、全体の送信機の実現を簡略化し、Chireix型の設計のように内在的な帯域幅の制限をもたない。

【0008】一見してドハティ型増幅器のように見えるより新しい方法は、R. S. Engelbrecht and Kurokawa, "A Wide-Band Low Noise L-Band Balanced Transistor Amplifier", Proceeding IEEE, Vol. 53, pp. 237-247, March 1965に記載されたKurokawaによる平衡増幅器の技術である。入力励振(input excitation)が、直角ハイブリッド・ネットワークとの位相差が90度である2つの同一の増幅器に与えられる。この2つの増幅器の出力信号は、もう1つの直角ハイブリッド・ネットワークにおいて再度組み合わせられて、同相のシングルエンデッド出力信号を形成する。ドハティ型増幅器の概念との2つの主な違いは、次の通りである。(1)ドハティ型増幅器で行われている、入力における2つの増幅器のバイアス点を変更することは行われない。実際、平衡した増幅器では、ハイブリッド・ネットワークから見た不整合は結果としてネットワークの終端抵抗での損失を増加させるので、所望ではない。(2)ハイブリッド・ネットワークの作用により組み合わせられる各増幅器の出力は2つの増幅器の相互作用を排除し、ドハティ型増幅器のように、他方に対して一方の増幅器から見た負荷をブルする、又はそれに作用する。実際、3ポートを有するドハティ型ネットワークの中の2つの増幅器の直接の相互作用は、ドハティ型増幅器の観察される効率エンハンスメントのすべてを説明するし、その動作の中心的なものである。

【0009】本願発明が従来技術の短所を克服しマイクロ波ドハティ型増幅器によって改良された効率と線形性を提供する様子は、以下の説明から明らかであろう。

【0010】

【発明の概要】したがって、本発明の目的は、効率性及び線形性が改善されたマイクロ波周波数増幅器を提供することである。

11

【0011】本発明の更なる目的は、半導体デバイスを用い1300MHz程度のマイクロ波周波数で動作する、低いし中周波数のドハティ型の増幅器を改良することである。

【0012】これらの目的は、マイクロ波周波数増幅器であって、入力信号に結合され、この矩象 (phase quadrature) 作成手段からの第1の出力信号と第2の出力信号との間に広帯域上で矩象関係を作成する手段と、矩象作成手段からの第1の出力信号を増幅するキャリア増幅器手段と、矩象作成手段からの第2の出力信号を増幅するピーク増幅器手段と、キャリア増幅器手段の出力とピーク増幅器手段の出力との間に結合されておりキャリア増幅器手段の出力の位相をピーク増幅器手段の出力に対して制御することによってキャリア増幅器手段の出力とピーク増幅器手段の出力とが加法的な位相で組み合わせられ更にキャリア増幅器手段に提供された見かけの負荷へのインピーダンス変換動作をピーク増幅器手段の導通程度の関数として提供する分散ライン手段と、位相制御手段とピーク増幅器手段の出力とに結合され当該マイクロ波周波数増幅器の所定の出力インピーダンスを発生する手段と、を含むマイクロ波周波数増幅器を提供することによって達成される。このマイクロ波周波数増幅器は、1300MHzを含む複数のマイクロ波周波数に亘って動作する。入力信号は、マルチキャリア信号、振幅が変動する連続な単一キャリア、又は、各キャリア信号の振幅が変動するマルチキャリア信号を含む。キャリア増幅器手段はガリウムヒ素半導体デバイスを含み、ピーク増幅器手段はガリウムヒ素半導体デバイスを含む。

【0013】本発明の目的は、更に、マイクロ波周波数増幅器であって、入力信号に結合されこの矩象作成手段からの第1の出力信号と第2の出力信号との間に広帯域上で矩象関係を作成する手段と、第1の出力信号を増幅する手段と、第1の出力信号と第1の出力信号増幅手段との間に結合され第1の出力信号増幅手段の入力でのインピーダンスを第1の出力信号の出力インピーダンスに整合させる第1の手段と、第2の出力信号を増幅する手段と、第2の出力信号と第2の出力信号増幅手段との間に結合され第2の出力信号増幅手段の入力でのインピーダンスを第2の出力信号の出力インピーダンスに整合させる第2の手段と、第1の整合手段に結合され第1の出力信号増幅手段の制御入力をバイアスする手段と、第2の整合手段に結合され第2の出力信号増幅手段の制御入力をバイアスする手段と、第1の出力信号増幅手段の出力と第2の出力信号増幅手段の出力との間に結合されており第1の出力信号増幅手段の出力の位相を第2の出力信号増幅手段の出力に対して制御することによって第1

の出力信号増幅手段の出力と第2の出力信号増幅手段の出力とが加法的な位相で組み合わせられ更に第1の出力信号増幅手段に提供された見かけの負荷へのインピーダン

12

ス変換動作を第2の出力信号増幅手段の導通程度の関数として提供する分散ライン手段と、位相制御手段と第2の出力信号増幅手段の出力とに結合され当該マイクロ波周波数増幅器の所定の出力インピーダンスを発生する手段と、を含むマイクロ波周波数増幅器を提供することによって達成される。このマイクロ波周波数増幅器は、1300MHzを含む複数のマイクロ波周波数に亘って動作する。入力信号は、マルチキャリア信号、振幅が変動する連続な単一キャリア、又は、各キャリア信号の振幅が変動するマルチキャリア信号を含む。第1の出力信号増幅手段はガリウムヒ素半導体デバイスを含み、第2の出力信号増幅手段はガリウムヒ素半導体デバイスを含む。分散ライン手段は、1/4波変圧器を含む。所定の出力インピーダンス発生手段は、1/4波変圧器に接続された伝送ラインを含む。第2の出力信号増幅手段の導通程度は、第2の出力信号増幅手段に印加された制御入力に対する入力駆動レベルによって決定される。第1の整合手段と第2の整合手段とは、それぞれ、伝送ラインを含む。

【0014】本発明の目的は更に、マイクロ波周波数増幅器であって、入力信号に結合されこの矩象作成手段からの第1の出力信号と第2の出力信号との間に広帯域上で矩象関係を作成する手段と、第1の出力信号を増幅する手段と、第1の出力信号と第1の出力信号増幅手段との間に結合され第1の出力信号増幅手段の入力でのインピーダンスを第1の出力信号の出力インピーダンスに整合させる第1の手段と、第2の出力信号を増幅する手段と、第2の出力信号と第2の出力信号増幅手段との間に結合され第2の出力信号増幅手段の入力でのインピーダンスを第2の出力信号の出力インピーダンスに整合させる第2の手段と、第1の整合手段に結合され第1の出力信号増幅手段の制御入力をバイアスする手段と、第2の整合手段に結合され第2の出力信号増幅手段の制御入力をバイアスする手段と、第1の出力信号増幅手段の出力と第2の出力信号増幅手段の出力との間に結合されており第1の出力信号増幅手段の出力の位相を第2の出力信号増幅手段の出力に対して制御することによって第1の出力信号増幅手段の出力と第2の出力信号増幅手段の出力とが加法的な位相で組み合わせられ更に第1の出力信号増幅手段に提供された見かけの負荷へのインピーダンス変換動作を第2の出力信号増幅手段の導通程度の関数として提供する分散ライン手段と、位相制御手段と第2の出力信号増幅手段の出力とに結合され出力整合ネットワークを提供する手段と、第1の出力信号増幅手段の出力に結合され該第1の出力信号増幅手段の出力に存在するキャパシタンスを解消する第1の反応ネットワーク手段と、第2の出力信号増幅手段の出力に結合され該第2の出力信号増幅手段の出力に存在するキャパシタンスを解消する第2の反応ネットワーク手段と、を含むマイクロ波周波数増幅器を提供することによって達成される。該

13

マイクロ波周波数増幅器は、1300MHzを含む複数のマイクロ波周波数に亘って動作する。入力信号は、マルチキャリア信号、振幅が変動する連続な単一キャリア、又は、各キャリア信号の振幅が変動するマルチキャリア信号を含む。第1の出力信号増幅手段はガリウムヒ素半導体デバイスを含み、第2の出力信号増幅手段はガリウムヒ素半導体デバイスを含む。出力整合ネットワークは、所定の出力インピーダンスを提供する。第2の出力信号増幅手段の導通程度は、第2の出力信号増幅手段に印加された所定の制御入力に対する入力駆動レベルによって決定される。第1の整合手段と第2の整合手段とが、それぞれ、帯域通過ネットワークを含む。

【0015】本発明の目的は、更に、効率の高いマイクロ波周波数増幅器を動作させる方法であって、入力信号に結合された矩象作成手段からの第1の出力信号と第2の出力信号との間に広帯域上で矩象関係を提供するステップと、矩象作成手段からの第1の出力信号をキャリア増幅器手段を用いて増幅するステップと、矩象作成手段からの第2の出力信号をピーク増幅器手段を用いて増幅するステップと、キャリア増幅器手段の出力とピーク増幅器手段の出力との間に結合された分散ライン手段によってキャリア増幅器手段の出力の位相をピーク増幅器手段の出力に対して制御することによってキャリア増幅器手段の出力とピーク増幅器手段の出力とが加法的な位相で組み合わせられ更に分散ライン手段がキャリア増幅器手段に提供された見かけの負荷へのインピーダンス変換動作をピーク増幅器手段の導通程度の関数として提供するステップと、位相制御手段とピーク増幅器手段の出力とに結合された手段によってマイクロ波周波数増幅器の所定の出力インピーダンスを発生するステップと、を含む方法によって達成される。該マイクロ波周波数増幅器は、1300MHzを含む複数のマイクロ波周波数に亘って動作する。矩象関係を提供するステップは、矩象作成手段がマルチキャリア信号、振幅が変動する連続な単一キャリア、又は、各キャリア信号の振幅が変動するマルチキャリア信号を有する入力信号に結合されるステップを含む。第1の出力信号を増幅するステップは、ガリウムヒ素半導体デバイスを動作させるステップを含む。第2の出力信号を増幅するステップは、ガリウムヒ素半導体デバイスを動作させるステップを含む。

【0016】本発明の目的は、更に、効率性と線形性とが改善されたマイクロ波周波数増幅器を動作させる方法であって、入力信号に結合された矩象作成手段からの第1の出力信号と第2の出力信号との間に広帯域上で矩象関係を提供するステップと、第1の出力信号を増幅するステップと、第1の出力信号と第1の出力信号増幅手段との間に結合された第1の整合手段を用いて第1の出力信号増幅手段の入力でのインピーダンスを第1の出力信号の出力インピーダンスに整合させるステップと、第2の出力信号を増幅するステップと、第2の出力信号と第

14

2の出力信号増幅手段との間に結合された第2の整合手段を用いて第2の出力信号増幅手段の入力でのインピーダンスを第2の出力信号の出力インピーダンスに整合させるステップと、第1の整合手段に結合された手段を用いて第1の出力信号増幅手段の制御入力をバイアスするステップと、第2の整合手段に結合された手段を用いて第2の出力信号増幅手段の制御入力をバイアスするステップと、第1の出力信号増幅手段の出力と第2の出力信号増幅手段の出力との間に結合された分散ライン手段によって第1の出力信号増幅手段の出力の位相を第2の出力信号増幅手段の出力に対して制御することによって第1の出力信号増幅手段の出力と第2の出力信号増幅手段の出力とが加法的な位相で組み合わせられ更に分散ライン手段が第1の出力信号増幅手段に提供された見かけの負荷へのインピーダンス変換動作を第2の出力信号増幅手段の導通程度の関数として提供するステップと、位相制御手段と第2の出力信号増幅手段の出力とに結合された手段によってマイクロ波周波数増幅器の所定の出力インピーダンスを発生するステップと、を含む方法によって達成される。該マイクロ波周波数増幅器は、1300MHzを含む複数のマイクロ波周波数に亘って動作する。矩象関係を提供するステップは、矩象作成手段がマルチキャリア信号、振幅が変動する連続な単一キャリア、又は、各キャリア信号の振幅が変動するマルチキャリア信号を有する入力信号に結合されるステップを含む。第1の出力信号を増幅するステップは、ガリウムヒ素半導体デバイスを動作させるステップを含む。第2の出力信号を増幅するステップは、ガリウムヒ素半導体デバイスを動作させるステップを含む。

【0017】

【好適実施例の説明】図1には、フル・キャリア、ダブル・サイドバンドの短波及び中波放送の従来技術において知られ、2つの真空管を用いて構成され高い効率を達成する真空管ドハティ型増幅器が示されている。1つの真空管12が、キャリア・レベルで最高の効率近くで動作し、負の変調ピーク上で下向きに変調される。第2の真空管14は、正の変調ピーク上でだけ機能する。1/4波長ネットワーク16、18は、キャリア真空管12のグリッド22とプレート21とを、ピーク真空管14のグリッド25とプレート21とに、それぞれ結合する。ピーク真空管14はバイアスされており、正の変調ピーク上でだけ動作し、負のピーク上ではカットオフされている。この1/4波長ネットワーク16、18によって、ほとんどのRF負荷は、変調サイクル上で一方の真空管から他方の真空管に移転される。ドハティ型増幅器は、1つのB級増幅器を出力が飽和し始め最高の線形効率が得られる点で動作させることによって高い線形効率を達成する。第2の増幅器は、全体的な線形性がこの点を越えて駆動される際に維持されるように、第1の増幅器に作用する。

【0018】図2及び図3は、本発明によるドハティ型増幅器の単純化したブロック図である。図2には、2つの増幅器を有する一般のドハティ型増幅器28が示されており、この2つの増幅器は、キャリア増幅器30とピーク増幅器32であり、共に、最大の電力を最適な効率でRの負荷線抵抗まで運ぶように設計されている。キャリア増幅器30は通常のB級増幅器（すなわち、入力信号の周期的な正弦波的な変動のほぼ180度上で動作する）であり、ピーク増幅器32は、何らかの最小のスレシヨルドを超える信号を増幅だけするように設計されている。これは、増幅器の能動素子を更にB級にバイアスすることによって達成される。2つの増幅器の出力は、回路出力に添加されている $R/2$ の負荷に接続されている。増幅器への入力電力は等しく分割され、負荷 $R/2$ における2つの増幅器の出力電力が同相になることが保証される。ピーク増幅器32は、キャリア増幅器30に対して90度位相がずれるように駆動されることに注意されたい。

【0019】図2及び図3においては、動作の2つの極端を考えることによりドハティ型増幅器の動作を理解するのが最も容易である。図3に示されている1つの動作の極端は、入力電力がピーク増幅器32をオンさせるには十分ではなく、出力電力のすべてがキャリア増幅器30に供給される場合に生じる。ピーク増幅器32がオフの場合には、その出力インピーダンスは理想的には無限大であり、キャリア増幅器30の出力電力はすべて負荷 $R/2$ に与えられる。1/4波長ネットワーク34によってキャリア増幅器30に実際に与えられる負荷は、2Rである。この時点で、キャリア増幅器30におけるデバイス電流は、最大電力において運ばれる電流の1/2である。B級増幅器の最適な負荷を2倍にすることにより、このデバイスは最大出力電力の半分を運ぶことができる。しかし、B級増幅器の直流電流は出力電流に比例するので、最大効率は同じままである。よってこの場合には、キャリア増幅器30の最大出力電力の半分が最大線形効率をもって負荷に供給される。

【0020】図2に示されているもう1つの動作の極端は、ピーク増幅器32を飽和させるのに十分な入力電力が提供される場合に生じる。この場合には、2つの並列の増幅器が、それぞれの最大出力電力を、等しい負荷 $R/2$ に与える。各増幅器がこの極端な場合に見る負荷は、単にRである。1/4波長ネットワーク34の両端においてキャリア増幅器30で与えられる負荷もまたRである。各増幅器は、電流をその負荷Rまで運び、両負荷が並列に接続されているので、有効負荷は $R/2$ である。

【0021】更に図2において、これらの2つの極端の間にある動作点に対しては、ドハティ型増幅器は、次のように動作する。ピーク増幅器32は、キャリア増幅器30がちょうど飽和し始める時点で動作を開始するよう

に設計されている。最大線形効率は、この時点で達成される。入力駆動レベルが更に増大すると、ピーク増幅器32は重く動作（conduct heavily）し始める。ピーク増幅器32は、更にアクティブになるにつれてその出力電力を更に負荷に与えるが、他方で、その出力電流はキャリア増幅器30から見た有効負荷インピーダンスを徐々に減少させ、より多くの電力を供給できるようにする。これは、第2の極端に達するまで続く。この時点で、キャリア増幅器30だけの出力電力の4倍が負荷に与えられ、最大の効率が再び達成される。動作の2つの極端な点の間の効率は、ピーク増幅器32に対するデューティファクタが比較的低いので、最大値から若干減少するだけである。ドハティ型増幅器28は、通常のB級増幅器が飽和し始める時点を超えて6dBの線形電力増幅を可能にし、この6dBの拡張に対しては、増幅器の効率は最大の達成可能な線形効率の値に近い値に維持される。

【0022】次に図4においては、本発明によるマイクロ波ドハティ型増幅器40の一般的なブロック図が示されており、入力直角ハイブリッド・ネットワーク42と、キャリア増幅器30と、ピーク増幅器32と、マイクロ波ドハティ型ネットワーク64と、出力整合ネットワーク66とが含まれている。キャリア増幅器30は、金属半導体電界効果トランジスタ（MESFET）デバイス48に結合された入力整合ネットワーク44を備えている。MESFETデバイス48の出力は、無効負荷インピーダンス・ネットワーク54と、第2次高調波同調ネットワーク56と、1/4波長インピーダンス整合ネットワークとも称されるマイクロ波ドハティ型ネットワーク64とに接続されている。ピーク増幅器32は、MESFETデバイス50に結合された入力整合ネットワーク46を備えている。MESFETデバイス50の出力は、無効負荷インピーダンス・ネットワーク60と、第2次高調波同調ネットワーク62と、マイクロ波ドハティ型ネットワーク64と、出力整合ネットワーク66とに接続されている。

【0023】入力直角ハイブリッド・ネットワーク42の機能は、マイクロ波ドハティ型増幅器40に50Ωのシステム・インピーダンスで供給された入力電力を、システム・インピーダンスにおいて2つの等しい振幅ポートに、それらの間に1/4（90度）の位相差があるように、分割することである。この機能を実行する帯域制限回路には、この技術分野でよく知られた例を挙げれば、ブランチト・ライン・カプラ（branched-line coupler）やラットレース・ハイブリッド（rat-race hybrid）など多くの種類がある。この特定の要求を達成する更に広い帯域素子は、マイクロ波産業の多くの製造業者から入手可能である。

【0024】同一の入力整合ネットワーク44、46

10

30

40

50

が、MESFET 能動デバイス 48、50 の入力端子インピーダンスを 50Ω に変換する役割を負っている。これらの回路はマイクロ波ドハティ型増幅器の動作の所望の高い線形効率を得るのには必須ではないが、その構成によって、結果として、入力におけるはるかに少ない反射電力でより多くの段ゲインが得られる。要求される変換は、この技術分野の実務家には周知の標準的マイクロ波設計技術を用いて実現される。特に、一体化された (lumped) 無効成分 (reactive components) (インダクタ及びキャパシタ) と分散素子 (distributed elements) とが用いられて、帯域通過インピーダンス整合フィルタが作られる。このネットワークが果たすもう 1 つの機能は、能動 MESFET デバイス 48、50 の入力端子にバイアス電圧を導くことである。この経路は、バイアス電圧にほとんどゼロの抵抗値を与えると共に、RF 信号経路から孤立して所望の動作点が信号電流ピーク上で揺らぐことを防止しなければならない。上述の帯域通過インピーダンス整合フィルタの設計は、これらの要求も満たさなければならない。

【0025】能動 MESFET デバイス 48、50 は、増幅を達成するのに用いられる 3 つの端子デバイスを担当する。関心対象であるマイクロ波周波数において十分なゲインを有していれば、任意のタイプを使用してかまわない。現在の技術水準においては、最も適切なタイプの能動素子は、ガリウムヒ素 (GaAs) MOSFET である。一般に、このデバイスは、出力端子において最小 (理想的にはゼロ) の内部整合をもたなければならないが、要求される全体の出力電力の半分を提供するのに十分に大きくなければならない。デバイス選択に関する更なる要件は、入力から出力端子への動作供給バイアス電圧の 2 倍よりも大きい程度の比較的高い電圧を耐える能力と、カットアウト領域から外へ及びカットアウト領域の上にありながら便利なゲインを実現する能力とである。

【0026】無効負荷インピーダンス・ネットワーク 54、60 は、能動デバイス 48、50 の出力端子に存在するキャパシタンスを解消する役割を果たす。このネットワーク 54、60 は、デバイス 48、50 からのすべての分散インダクタンスを最小化しなければならず、他方で、これを用いて能動デバイス 48、50 の出力端子に印加される直流バイアス電圧に対して RF 孤立経路を与える。これは、RF 経路における最小のフィルタリングをもって達成されなければならず、さもなければ、マイクロ波ドハティ型増幅器の動作に必須である負荷インピーダンス変換が損なわれる。これを達成する単純な方法は、それぞれの能動デバイス 48、50 の出力端子においてシャント・インダクタ又は $1/4$ 波長ラインを用いることである。両方のネットワークは、それぞれの端子において同一のインピーダンスを与えるように設計さ

れている。マイクロ波ドハティ型増幅器 40 のマルチ・トーン動作にほとんど特有の更なる要件は、情報帯域幅内外のすべてのベースバンド周波数に対してゼロ・インピーダンスが維持されるように、付属のネットワークを通過する直流バイアス電圧が与えられなければならない。これは、ゼロ・インピーダンスで信号経路の外側のすべての RF 周波数を終端させることに関するこの技術分野で周知の標準的な実務を超えて相互変調ひずみを最小にするために要求される。

【0027】第 2 次高調波整合ネットワーク 56、62 は、(理想的には) ゼロのインピーダンスを、能動デバイス 48、50 の出力端子において、設計周波数の第 2 次高調波に提供する。これらはマイクロ波ドハティ型増幅器 40 の動作には必須ではないが、電流の第 2 次高調波成分を、周知の B 級理論に従って能動デバイス 48、50 内に反射させることによって、全体的な効率を向上させるために用いられる。

【0028】マイクロ波ドハティ型ネットワーク 64 が、マイクロ波ドハティ型増幅器 40 の中で最も重要な機能を実行する。このネットワーク 64 は、B 級動作をしている場合に能動デバイス 48、50 の最適負荷インピーダンスに等しい特性インピーダンスを有する相互分散ネットワークである。 $R/2$ と R との間から $2R$ と R との間までのすべてのインピーダンスに対するスムーズなインピーダンス変換を確実にするために、低い損失が維持されなければならない。ただし、ここで R は能動デバイス 48、50 の負荷線インピーダンスである。 R の実部及び (もしあれば) 無効部分の両方が、ネットワーク 64 によって変換される。しかし、分散ネットワークが用いられれば無効部分も同様に変換するので、ここでは R の実部 (R_r) だけを考察する。

【0029】出力整合ネットワーク 66 は、マイクロ波ドハティ型ネットワーク 64 の負荷端部でのインピーダンスを、マイクロ波ドハティ型増幅器 40 の出力端子でのシステム・インターフェースによって要求されるノミナルでの 50Ω に変換する。入力整合ネットワーク 44、46 のように、出力整合ネットワークは、マイクロ波技術のどの実務家にも周知の技術を用いて設計され、実現される。このネットワークの合成においては低い損失が望まれ、回路の残り部分から得られる効率と電力出力とが維持される。

【0030】更に図 4 において、マイクロ波ドハティ型増幅器 40 回路への入力電力は、入力直角ハイブリッド・ネットワーク 42 の入力端子に与えられる。そこから、入力信号は、入力直角ハイブリッド・ネットワーク 42 の 2 つの出力ポート 43、45 に存在する 2 つの信号に分割され、これらの信号は 90° の位相差を有し、入力整合ネットワーク 44、46 それぞれの入力端子に接続される。入力直角ハイブリッド・ネットワーク 42 の残りの出力ポート 41 は、ポート 43、45 からの反

射信号を散逸させる 50 Ω の抵抗によって内部的又は外部的に終端されたものと仮定される。入力整合ネットワーク 44 の出力において位相が進んでいるポート 43 は、キャリア増幅器能動デバイス 48 の入力に接続される。-VGC 及び -VGP のバイアス電圧結合変圧器 53、47 は、減結合キャパシタ 49、51 それぞれによってシャントされ、そのバイアス電圧は、入力インピーダンス整合ネットワーク 44、46 を介して、能動デバイス 48、50 それぞれの入力端子に印加される。同様に、入力整合ネットワーク 46 の出力は、ピーク増幅器 32 能動デバイス 50 の入力に接続される。両方の能動デバイス 48、50 の共通端子はシャーシに接地されるが、これは、この技術において周知の標準的な通常の構成である（カソード、エミッタ、又はソース）。

【0031】MESFET 能動デバイス 48、50 の出力端子は、無効負荷（reactive load）インピーダンス・ネットワーク 54、60 それぞれの入力端子及び第 2 次高調波同調ネットワーク 56、62 それぞれの入力端子に接続される。第 2 次高調波同調ネットワーク 56、62 は、端子の第 2 の組がないので、接地への 1 ポート回路を表す。同様に、無効負荷インピーダンス・ネットワーク 54、60 は、バイパス・キャパシタ 52、58 を介して RF 接地に結合された端部を有しているが、また、設計周波数における有効な 1 ポート・ネットワークである。動作 +V_b バイアス電圧 68 が、上述の無効負荷インピーダンス・ネットワーク 54、60 を介して供給される。キャリア増幅器能動デバイス 48 の出力は、マイクロ波ドハティ型ネットワーク 64 の入力端子 63 に接続され、他方で、ピーク増幅器能動デバイス 50 の出力は、マイクロ波ドハティ型ネットワーク 64 の他方の端子 65 と出力整合ネットワーク 66 の入力とに同時に接続される。マイクロ波ドハティ型増幅器 40 の出力電力は、出力整合ネットワーク 66 の出力端子から取られる。

【0032】マイクロ波ドハティ型ネットワーク 64 によって与えられるキャリア増幅器 30 からの信号に対する更なる 90 度の遅延によって、既に 90 度遅延したピーク増幅器 32 からの信号が出力整合ネットワーク 66 の入力において可法的位相で再結合する。これは、（上述したように）全体のマイクロ波ドハティ型増幅器 40 に対する最大線形出力電力の条件でキャリア増幅器 30 とピーク増幅器 32 との両方によって有効 R/2 負荷が見られる点である。ピーク増幅器 32 の導通程度の変数としてのマイクロ波ドハティ型ネットワーク 64 によって提供されるキャリア増幅器 30 への変換作用は、1/4 波長ラインの内在的な性質として当業者には知られている。

【0033】キャリア増幅器 30 とピーク増幅器 32 とは、それぞれの入力端子においてバイアスされ、キャリア能動デバイス 48 は B 級で又は若干 A B 級（この場合

は、A B 級増幅器が入力信号の周期的な正弦波の変動の 180 度よりも大きく 360 度より小さく動作する）で動作し、他方で、ピーク能動デバイス 50 は、更に B 級増幅器で動作する。そのような動作に対する適切な -VGC バイアス及び -VGP バイアス 45、47 が、能動デバイス 48、50 の I-V 特性から決定される。仮像高電子移動性トランジスタ（pseudo-morphic highelectron mobility transistor=PHEMT）の場合には、増幅器が動作するのに十分なゲインを得るためにデバイスを A B 領域にバイアスする必要はなく、その結果として、そうでなければ動作効率を減少させながら散逸する直流電力を著しく節約する。

【0034】次に、図 5 においては、マイクロ波ドハティ型増幅器 70 の好適実施例が示されている。マイクロ波ドハティ型増幅器 70 の実施例は、帯域を制限された設計で、結果として 1300 MHz において最適な動作をする。入力直角ハイブリッド・ネットワーク 42 は、標準的な -3 dB の広帯域ストリップライン・カブラを備えている。これは、米国ニューヨーク州ロングアイランドのプレーンビューの Narda Microwave 社製造のモデル番号 3032 によって具体化される。カブラ 42 の 4 つのポートの 1 つは、外部の 50 Ω の抵抗によって終端され、直角ハイブリッド・ネットワーク 42 の出力ポートにおける不整合によって生じる反射電力を散逸させる。

【0035】図 4 の入力整合回路 44、46 は、図 5 の場合には省略されている。その代わりに、入力直角ハイブリッド・ネットワーク 42 からの 0 度及び -90 度の出力が、バイアス・ティー（bias tee）76、78 それぞれに結合され、これらは、-VGC 及び -VGP バイアス電圧 45、47 を信号ライン上にのせるように機能する。用いられる結合メカニズムは、2 つのセミリジッド 0.141 インチの直径の同軸送信ライン 72、74 であり、これらの長さは等しい。

【0036】バイアス・ティー 76、78 からの出力は、次に、更に 0.141 インチの直径のセミリジッド同軸送信ライン 80、82 を用いて、能動デバイス 48、50 が取り付けられている RF テスト・フィクスチャ 84 に結合される。これらの送信ラインも等しい長さを有している。バイアス・ティー 76、78 は、カリフォルニア州パロアルトのヒューレットパカード社製造のモデル番号 11612 によって実現される。テスト・フィクスチャ 84 は、幅が 24 ミルの薄膜の Ta/Ni/W/Au 導電性マイクロストリップ・ラインが上にプリントされている 25 ミル厚の 99.6% の純度のアルミナ（Al₂O₃）の基板上で終端されるマイクロ波同軸コネクタを備えている。これらのラインは、マイクロ波同軸コネクタからのマイクロ波信号を、能動デバイス 48、50 が設けられているセンターバーまで移動させる

21.

機能を有する。能動デバイス 48、50 への、また能動デバイス 48、50 からの接続は、マイクロ波集積回路技術では通常の実務である 1 ミルの直径の Au ワイヤによるサーモソニック・ボンディングによってなされる。

【0037】能動デバイス 48、50 には、マサチューセッツ州アンドーバーのレイセオン社製造の MESFET を使用する。導電性エポキシを用いて RF フィクスチャ 84 内の除去可能なセンターバー上に設けられるこれらの離散デバイスは、 $0.5 \mu\text{m}$ のゲート長をもつ 6 つの $100 \mu\text{m}$ 幅のゲート・フィンガを有している。これらのデバイスを製造するのには空間をブリッジするソースからゲートへの配置が用いられる。それぞれの $100 \mu\text{m}$ セルは、 $5 \mu\text{m}$ のソース・ドレイン幅で $50 \mu\text{m}$ のチャネル間の離間を有する。 5×10^{11} 原子/ cm^3 でドーピングされたメサを有するオフセット・ダブル・リセス・ゲートがこのプロセスでは標準的であり、ソース及びドレイン・バーは、それぞれ幅が $20 \mu\text{m}$ と $30 \mu\text{m}$ とである。

【0038】単純化のために、図 4 で示した無効負荷インピーダンス・ネットワーク 54、60 と第 2 次高調波同調ネットワーク 56、62 とはこの好適実施例では省略されている。各 MESFET 能動デバイス 48、50 の出力端子への +VDD バイアスは、カリフォルニア州パロアルトのヒューレットパカード社製造のモデル番号 11612 の別のバイアス・ティー 86 によって与えられ、このバイアス・ティー 86 は、マイクロ波ドハティ型増幅器 70 の出力を提供する。

【0039】次に図 5 及び図 6 を参照すると、図 6 には、25 ミル厚の 99.6% の純度の 1 ピースのアルミナ上に実現されているマイクロ波ドハティ型ネットワーク 64 と出力整合ネットワーク 66 とが示されている。更なる長さを有する 50Ω のラインが基板上にプリントされていることによって、接続が RF フィクスチャ 84 上に正しく配列される。マイクロ波ドハティ型ネットワーク 64 は、24 ミル幅で 706 ミルの長さの単一 50Ω マイクロストリップ送信ラインを備えている。任意の長さの 25Ω マイクロストリップ送信ライン 65 が、次に、 35Ω 出力整合ネットワーク 66 の中に結合され、このネットワークは、 50Ω のシステム・インピーダンスへの必要なインピーダンス変換を提供する。出力整合ネットワーク 66 は、45 ミル幅で 686 ミルの長さの単一 35Ω マイクロストリップ送信ラインを備えた $1/4$ 波長変圧器として実現されている。 25Ω のラインを除いては、これらの長さはすべてこの技術分野における標準的な実務に従って計算されおり、ほぼ 1300 MHz の設計周波数での $1/4$ 波長を表す。図 6 は、アルミナ基板材料 67 を製造する際に用いられる作業のコンピュータによるプロットを表す。

【0040】 50Ω のインピーダンス・ラインがこの好適実施例の製作には用いられるが、これは、用いられる

22

$600 \mu\text{m}$ の MESFET の B 級負荷ラインがこの点で最適化されるからである。デバイスの正規化された負荷ラインのインピーダンス (単位面積当たり R) に対しては、デバイスに与えられる要求される負荷ラインのインピーダンスは要求される出力電力に比例して減少する。負荷ラインのインピーダンス (R) は、ここでは、能動デバイスに与えられた際にそのデバイスに対する最大の電力出力効率を結果的に生じるインピーダンスとして定義される。一般に、マイクロ波ドハティ型ネットワーク 64 の設計は概算される必要があるが、これは、内在的に相互作用を行う寄生成分である 3 ポート・ネットワークを表すからであり、それぞれの負荷がうまく定義できない (not well-defined) からである。この技術分野の当業者に知られているマイクロ波設計技術が、ネットワークがピーク増幅器デバイス 50 の出力において相互に接続される場所で遭遇する相互作用を保証するのに用いられる。

【0041】次に図 7 及び図 8 を参照すると、マイクロ波ドハティ型増幅器 70 の実施例 (図 7) の 1300 MHz の連続波 (CW) の駆動の下での線形動作が、入力電力 (dBm) を横軸に出力電力 (dBm) を縦軸にして図 7 に示され、入力電力 (dBm) を横軸に効率

(%) を縦軸にして図 8 に示されている。4 dB の比較的一定の効率の領域が図 8 の 23 dBm から 19 dBm の入力電力において見られる。1 dB の圧縮点での電力入力は、効率が 58% で 23 dBm (あるいは 200 mW) である。44% よりも上の効率が、 23 dBm 出力電力での 1 dB の圧縮点から測定したほぼ 8 dB の範囲において維持される。従来型の B 級動作する増幅器は、マイクロ波ドハティ型増幅器 70 ほどよくは、その効率を出力電力の関数として維持しない。B 級増幅器において出力電力が減少する際には、効率もまた、2 の平方根分の 1 の関係で減少する。大量の T/R モジュール素子を有するテーパ状の整相列アンテナの場合のように増幅されるべき信号の入力電力レベルが変動し得る場合には、マイクロ波ドハティ型増幅器は、従来の B 級増幅器に比べて著しい利点を有する。

【0042】次に図 9 及び図 10 を参照すると、2 トーン動作に対するマイクロ波ドハティ型増幅器 70 の性能は更に著しいが、これは、能動デバイス 48、50 で等しいストレス・レベルを維持するためには、トーン当たりの平均入力駆動電力を減少しなければならないからである。B 級増幅器は、完全な線形出力を与える場合でも効率は減少して動作する。合理的な線形性を達成するには、B 級増幅器を効率が最大になる 1 dB の CW 圧縮レベルの $3 \text{ dB} \sim 7 \text{ dB}$ 下で動作させることが必要になる。しかし、マイクロ波ドハティ型増幅器 70 は、キャリア増幅器の能動デバイス 48 が飽和し始める地点を超えた 4 dB の延長のために、それほどには急速に効率を失わない。能動デバイス 48 のこの飽和は、マイクロ波

ドハティ型ネットワーク 6 4 とピーク増幅器の能動デバイス 5 0 との組合わされた作用と、B 級増幅器（図示せず）に関して図 8 に示した効率対入力電力の 2 の平方根分の 1 の割合での減少勾配とによるものである。図 9 は、相互変調ひずみ（d B c）レベル対入力電力（d B c）のグラフを示している。2 トーン条件下での効率（%）対相互変調ひずみ（d B c）のグラフは図 1 0 に示してある。マルチトーンの入力駆動条件下では、マイクロ波ドハティ型増幅器 7 0 は、1 0 d B 程度だけ完全な出力からバックオフされた場合でも B 級増幅器と比べて優れた効率特性を示す。現代のデジタル変調技術では、マイクロ波ドハティ型増幅器 4 0、7 0 による取り扱いに適した極端に複雑なマルチトーンの信号を生じることがしばしばある。

【0 0 4 3】本発明の発明思想から離れることなく、多くの修正及び改変が可能であることは当業者には明らかであろう。たとえば、増幅器回路での所望の点において位相が組合わされた信号を作り出す複数位相の構成に関して複数の組み替えが可能であろう。上述した位相関係の任意のものをピーク側又はキャリア側のいずれに関して 9 0 度の任意の奇数倍が許容されることが明らかである。また、入力整合ネットワーク 4 4、4 6 等の上述の任意のネットワークは、当業者が容易に知り得る手段によって実現し得ることは明らかである。また、図 4 に示した素子のすべてがこの発明思想を実現するのに必須であるわけではないことは特に述べた。しかし、ある種の応用例では、様々な素子によって、マイクロ波ドハティ型増幅器の基本的な動作が強化され得る。

【図面の簡単な説明】

発明の概要の項で述べた以外の本発明の特徴及び利点は 30 図面を参照することによって明らかになる。

【図 1】従来技術による真空管ドハティ型増幅器の回路

を示す。

【図 2】ピーク出力電力における動作を図解するのに用いられる本発明によるドハティ型増幅器の単純化したブロック図である。

【図 3】低い入力信号レベルにおける動作を図解するのに用いられる本発明によるドハティ型増幅器の単純化したブロック図である。

【図 4】本発明によるマイクロ波ドハティ型増幅器の一般的なブロック図である。

【図 5】本発明のマイクロ波ドハティ型増幅器の好適実施例である。

【図 6】2 5 ミルのアルミナ基板上に作成されたマイクロ波ドハティ型ネットワークと出力整合ネットワークとの上からの図である。

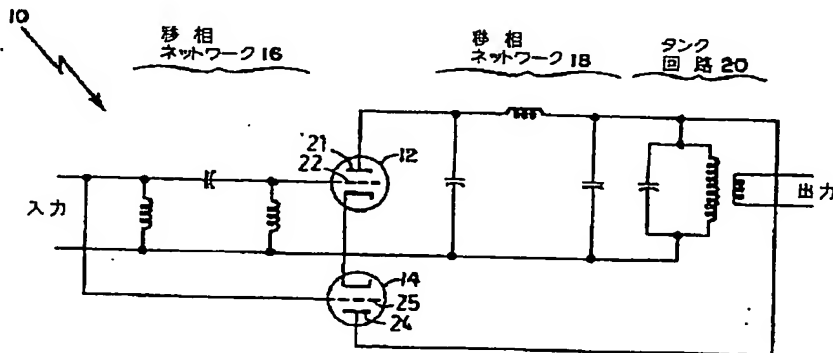
【図 7】マイクロ波ドハティ型増幅器の線形性を示す、出力電力（d B m）対入力電力（d B m）のグラフである。

【図 8】1 9 d B m ～ 2 3 d B m の範囲の入力電力の関数として効率の相対インピーダンスを示す、マイクロ波ドハティ型増幅器に対する効率（%）対入力電力（d B m）のグラフである。

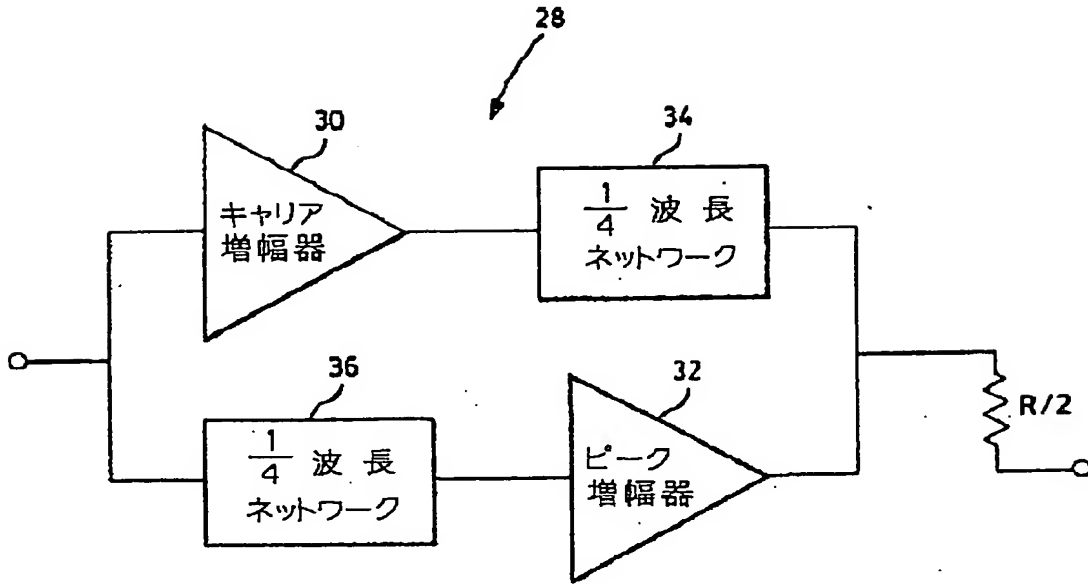
【図 9】マイクロ波ドハティ型増幅器に対する線形動作領域を示す、2 つの等しい振幅入力駆動信号に対する相互変調ひずみ（d B c）対入力電力（d B m）のグラフである。

【図 1 0】与えられた相互変調ひずみの割合において、B 級増幅器と比較した場合のマイクロ波ドハティ型増幅器を用いて得られる改善された効率を示す、マイクロ波ドハティ型増幅器及び典型的な B 級増幅器（マイクロ波ドハティ型増幅器と等しいサイズの M E S F E T を用いる）に対する、効率（%）対相互変調ひずみのグラフである。

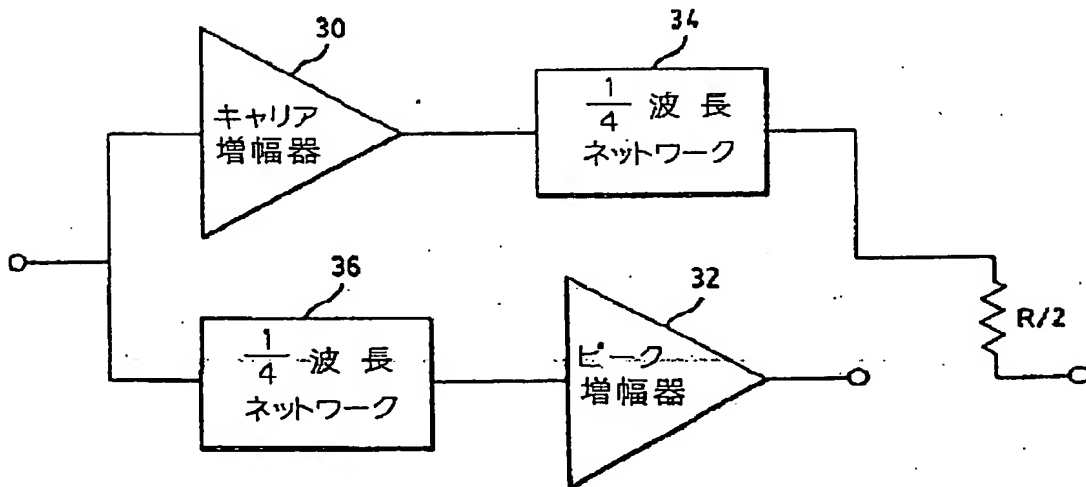
【図 1】



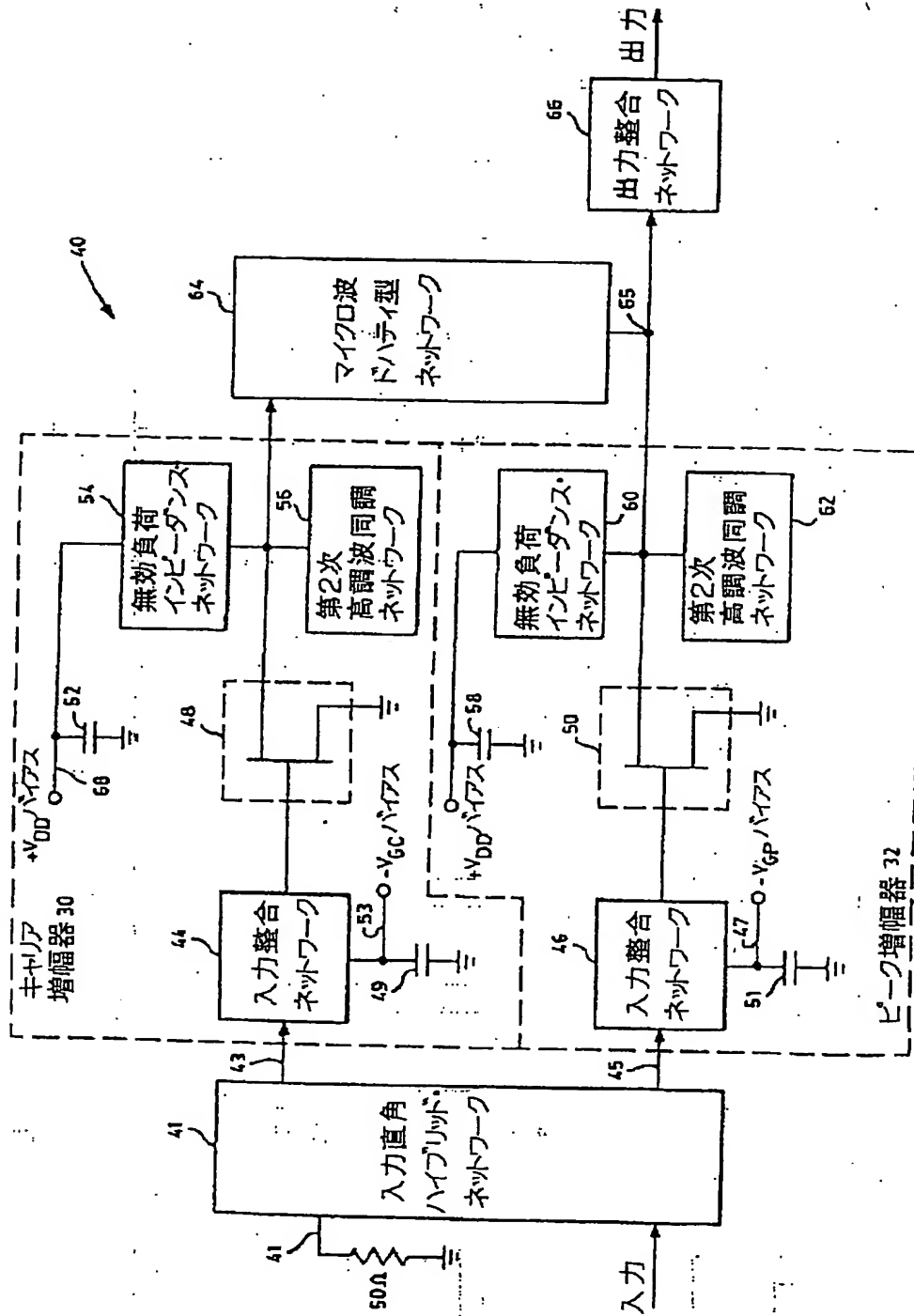
【図 2】



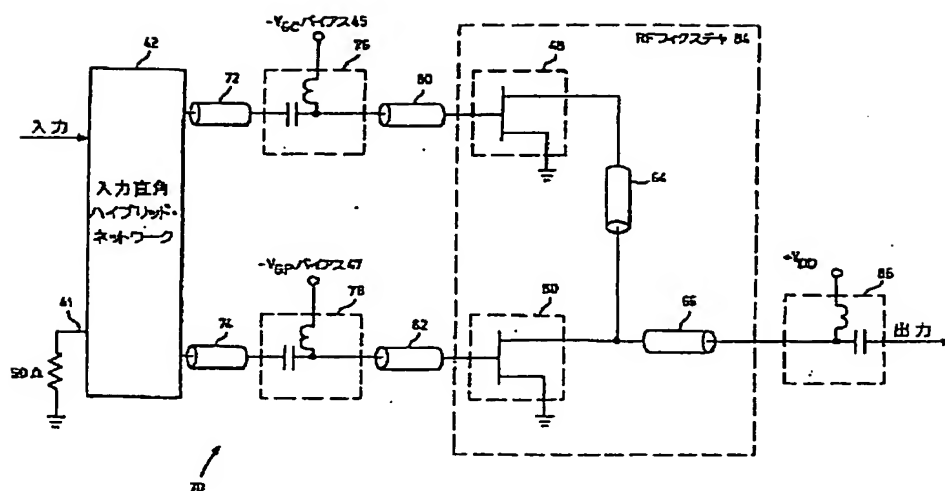
【図 3】



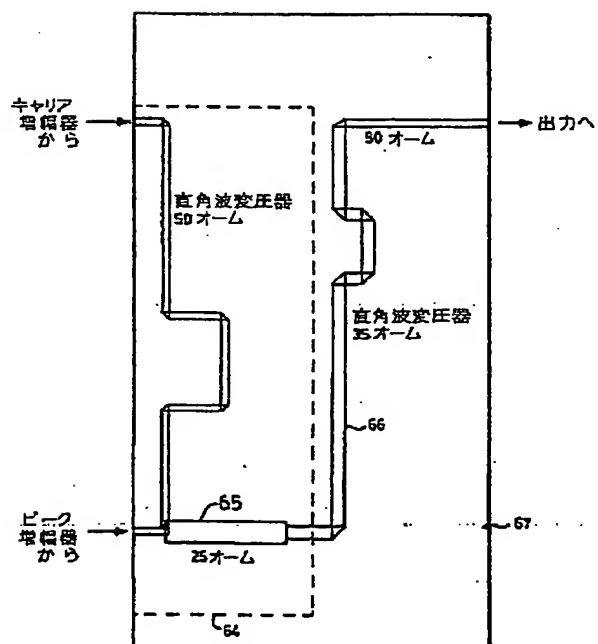
【図 4】



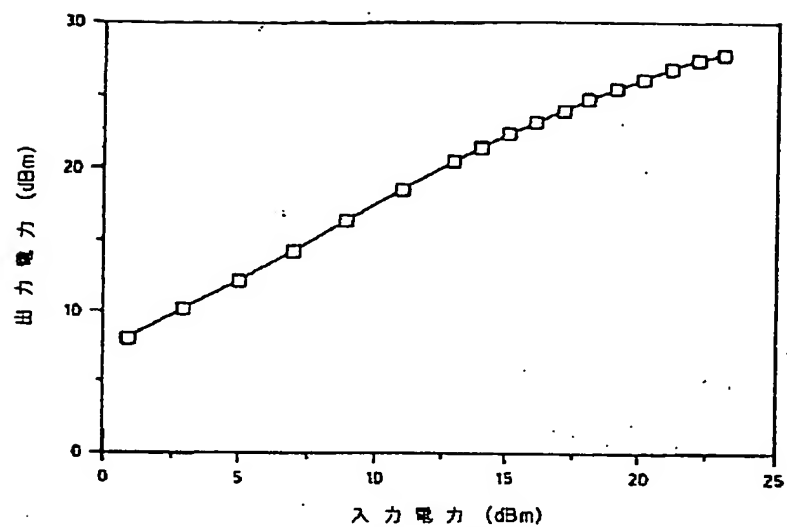
【図5】



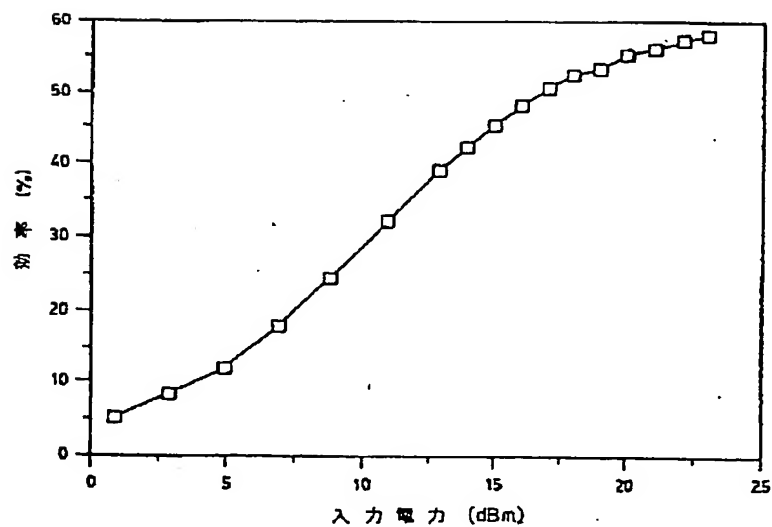
【図6】



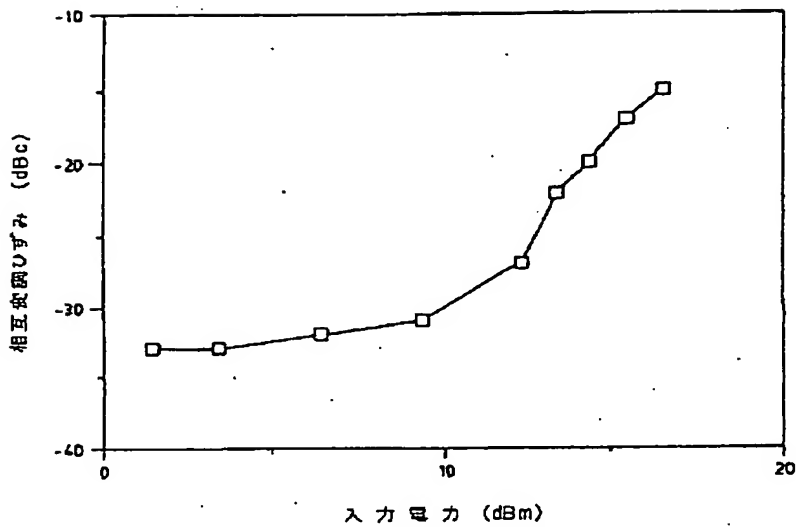
【図 7】



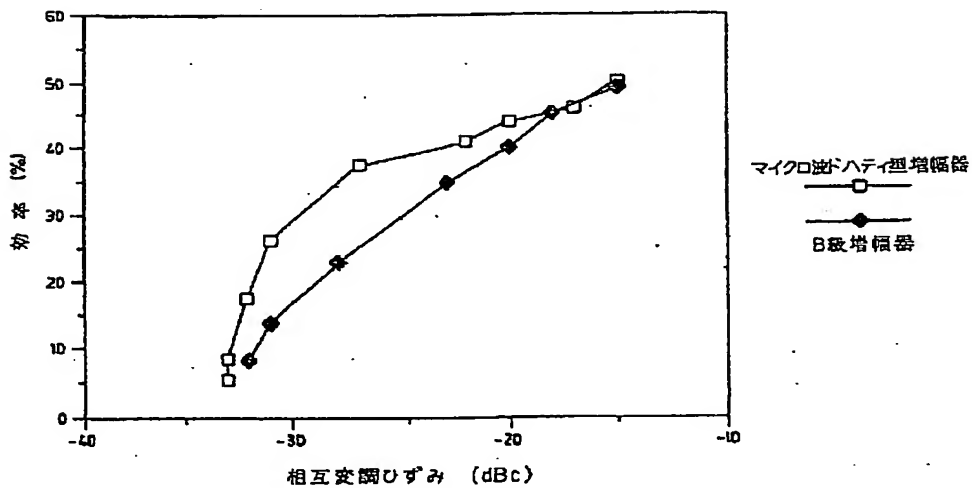
【図 8】



【図 9】



【図 10】



フロントページの続き

(56)参考文献 Proceedings of the
Institute of Radio Engineers Vol.
24, No. 9, 1936年 p. 1163-1182

(58)調査した分野(Int.Cl.⁷, D.B名)
H03F 3/60, 3/68, 1/07

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☒ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.